

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-172422

(43)Date of publication of application : 02.07.1996

(51)Int.CI.

H04L 1/04

(21)Application number : 06-315372

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

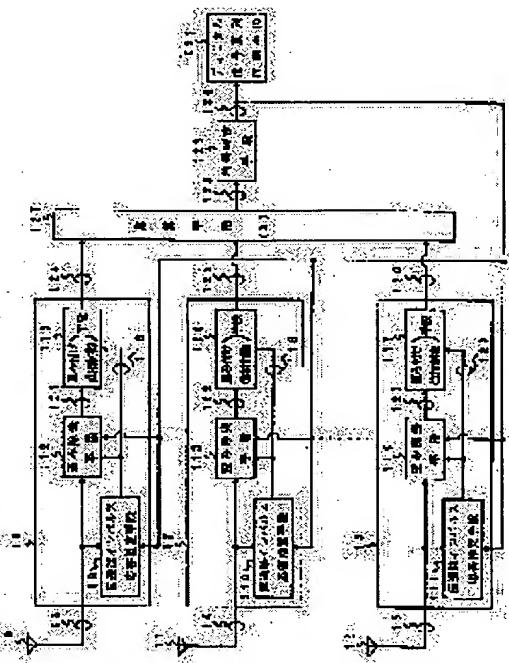
(22)Date of filing : 19.12.1994

(72)Inventor : NAMEKATA MINORU

(54) ANTENNA DIVERSITY RECEIVER**(57)Abstract:**

PURPOSE: To improve communication quality by performing weighting for maximizing the signal-to-noise ratio of reception signals after eliminating unrequired signal components from the reception signals of respective branches.

CONSTITUTION: The transmission signals of different propagation paths are received in antennas 10-12. The reception signals 13 of the antenna 10 are inputted to a transmission path impulse response estimation processing part 19, a transmission path impulse response 118 is calculated by a known code sequence on a receiver side and inputted to a distortion elimination means 112 and weighting and phase control means 115. In the means 112, the distortion component of the signals 13 is eliminated by the response 118 and code judged output 130, inputted to the means 115 as the signals 121, weighting and phase control is performed so as to maximize the signal-to-noise ratio of the reception signals and the signals 324 are inputted to an addition means 327. The series of processings are performed for the respective antennas. Then, the inputs 124-126 from the respective antennas 10-12 are simply added in the means 127, the output 128 is passed through a code judgement means 129, a code judged result 130 is outputted and an information sequence is demodulated in a signal sequence demodulation means 131.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

14.12.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-172422

(43)公開日 平成8年(1996)7月2日

(51)Int.Cl.⁶

H 0 4 L 1/04

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数2 OL (全15頁)

(21)出願番号 特願平6-315372

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(22)出願日 平成6年(1994)12月19日

(72)発明者 行方 稔

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会
社東芝研究開発センター内

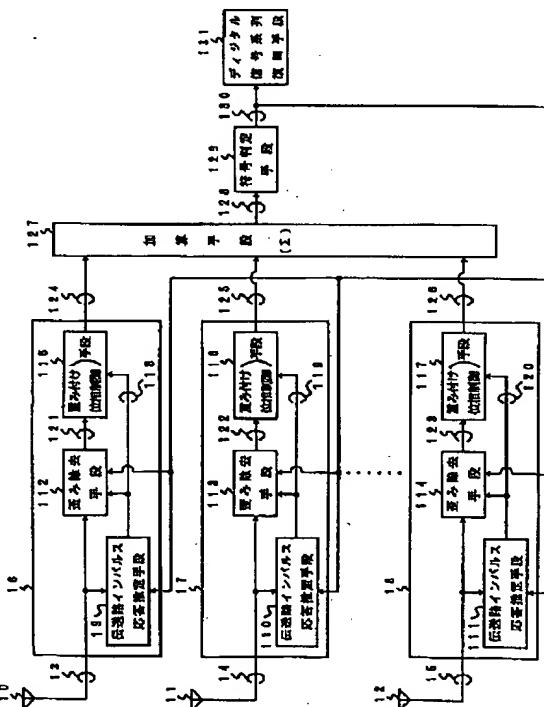
(74)代理人 弁理士 佐藤 一雄 (外3名)

(54)【発明の名称】 アンテナダイバーシチ受信機

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 マルチパス無線伝搬歪みによる受信特性の劣化や、ゾーン端での受信特性の劣化を改善する手段を提供する。

【構成】 デジタル変調された送信信号を受信し、デジタル信号系列を復調する受信機において、同時に複数の受信信号を受信する複数のアンテナ10～12と、それに接続されている複数の受信部16～18とを有し、それぞれに固有の伝送路インパルス応答を推定する手段19, 110, 111と、推定した伝送路インパルス応答を用いて受信信号の歪み除去と信号対雑音比が最大になるような重み付けと受信信号の位相制御を行なう手段112～114を有し、その出力を単純加算する加算手段127と、その出力を符号判定する符号判定手段129と、を具備する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】ディジタル変調された信号を受信する受信部と、この受信部により受信された受信信号を用いて伝送路応答を推定する推定部と、この推定により推定された伝送路応答を用いて前記受信信号から伝送路歪を除去することにより前記受信信号の位相制御を行なう信号処理部と、を有する複数の受信手段と、

前記受信手段からの出力信号を合成する合成手段と、前記合成手段からの出力信号に基づいて符号判定を行なう符号判定手段と、

前記符号判定手段からの出力信号を復調する復調手段と、を備えることを特徴とするアンテナダイバーシチ受信機。

【請求項2】前記受信部により受信される受信信号から伝送路インパルス応答を推定する前記推定部と、前記受信信号の歪み除去と前記受信信号の信号対雑音比を最大にする重み付けと前記複数のアンテナに接続される複数の受信信号の位相制御とを行なう信号処理部とを、前記单一のアンテナを用いて時分割により行なうことを特徴とする請求項1に記載のアンテナダイバーシチ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、ディジタル通信における受信特性の向上を目的としたアンテナダイバーシチ受信装置に関しており、受信信号が伝搬環境から受けた歪みを補償する波形等化処理と、受信利得向上のためのダイバーシチ処理とを同時に行ない、特に移動体への無線による通信品質が劣悪な伝搬環境下での通信品質の改善を目指したものである。

【0002】

【従来の技術】近年、ディジタル方式による携帯電話サービスを目的としたシステムの構築が急がれている。また、これに伴って、ディジタル方式の携帯移動通話端末や、その携帯移動通信端末と通信を行なう無線通信基地局などの開発が盛んに行なわれている。陸上移動通信を行なう上では、携帯移動通信端末や無線通信基地局を取り巻く物理的な環境によって生じる複雑な無線伝搬環境によって受信特性が大きく左右される。例えば、携帯移動通信端末と無線通信基地局との距離が近くても、携帯移動通信端末や無線通信基地局の近傍の建物からの反射による多重反射電波伝搬によって無線電波はマルチパス伝搬歪みを受けてしまう。マルチパス伝搬歪みを受けた受信信号が十分な電力を持っていても、その歪の影響により通信品質が大きく劣化する。

【0003】また、携帯移動通信端末が無線通信基地局から離れるほど、電波が減衰して受信しにくくなつて通信品質が劣化する。陸上移動通信における無線伝搬環境は、無線通信基地局と携帯移動通信端末との間で決定されるので、無線通信基地局から携帯移動通信端末への受信特性は、そのまま携帯移動通信端末から無線通信基地

局への受信特性となる(Tive Division Duplex方式)。これら劣悪な無線伝搬環境において、通信品質の向上を図る手段として、波形等化技術やダイバーシチ技術がある。前者はセルラー移動通信システムなどの大ゾーン方式の無線通信サービスでは必須の技術となっており、主に多重反射電波伝搬によって生じる波形歪みの補償を行なう。そして、近年の高速ディジタル信号処理プロセッサの登場や信号処理手法の最適化などにより幾つかが実用化されつつある。これに対して後者は、従来のアナログ方式のセルラー移動通信システムに頻繁に用いられている。

【0004】移動体通信における携帯移動通信端末では、送信電力をできる限り抑えて長時間待ち受けや長時間通話を実現しつつ、小型化低消費電力化を図りたいといいう要望が非常に強い。そのような要望に応える小ゾーンシステムの実現が近年のうちに行なわれる見込みである(Personal handyphone system)。しかしながら、小ゾーンシステムでは、通信できる範囲(ゾーン半径)が既存のセルラー移動通信システムとは比較すると極端に短くなるため、多くの無線通信基地局をかなり密に配置しなければサービスを提供できない。さらに、既存のセルラー移動通信システムとは全く異なる通信方式であるために、新たに巨額のインフラ整備を行なわなければならない。そこで、小ゾーンシステムのインフラが完全に整備されるまでは、携帯移動通信端末の仕様を小ゾーン方式に対応したままで、無線通信基地局の送受信性能を向上させて、少ない無線通信基地局数でサービスを開始することが望まれる。このことは、無線通信基地局が覆わねばならないゾーンが広がることになるので、より微弱になった携帯移動通信端末からの送信電波は、基地局の受信感度を向上させて対応し、無線通信基地局から送信する際には送信電力を上げて、携帯移動通信端末が受信しやすくさせて対応する。しかしながら、ゾーンの拡大は、多重反射電波伝搬歪みを助長されることになり、単純に無線通信基地局で受信利得を向上させたり、送信電力を上げたりすれば解決できる問題ではない。

【0005】以上のような多重反射電波伝搬歪みの補償と、受信感度の向上と、を同時に実現して受信特性を改善する受信方式として等化器とダイバーシチとを組み合わせた等化ダイバーシチ受信機が幾つか提案されている。その1つとして、論文『移動無線におけるDFE形トランスバーサル合成ダイバーシチ方式の干渉キャンセル特性—メトリック合成との比較—』に開示された代表的なダイバーシチ技術が紹介されている。この論文において、第585頁の図1(a)(b)(c)に示されているダイバーシチ方式が、図7ないし図9に開示されているものである。以下、図7ないし図9のダイバーシチ受信機について説明する。

【0006】図7に最大比合成アンテナダイバーシチ受信機のブロック図を示す。このダイバーシチ受信機は、

図7の誤差 $e(t)$ の最小自乗平均値を評価関数とする合成ダイバーシチ受信機であり、各ブランチの受信信号に重み付け係数が乗積されて、全てのブランチを単純に加算する。その加算結果は符号判定器により判定され、符号判定器の入力と出力との差 $e(t)$ の自乗期待値が最小になるように係数が制御される。最大比合成アンテナダイバーシチ受信機は、受信信号の信号対雑音比を最大にする点で非常に有効なダイバーシチ技術であるが、多重反射伝搬路を経て来た受信信号波に対しては、最も強く受信できる信号波成分の信号対雑音比しか最大にできず、その他の信号波成分は雑音として取り扱うことになるので、結果として受信特性が向上しないという問題がある。

【0007】図8は判定帰還型等化器を利用した合成ダイバーシチ受信機のブロック図を示す。各ブランチで受信した受信信号は、トランシスバーサルフィルタ構造のFFF(Feed Forward Filter)に入力されて、多重反射電波伝送によって広がった信号成分をかけ集められる。また、かき集められた信号成分には、遅延波成分も含まれるので、FBF(Feed Back Filter)によって遅延波成分がキャンセルされて、符号判定器入力時の信号対雑音比を向上させている。しかしながら、このダイバーシチ受信機ではFFFによって直接波成分は有効にかき集められる反面、遅延波成分が複雑に制御されてしまい、FBFによって完全にその成分が除去できないという問題がある。さらに、符号判定器である時刻に生じた符号判定器誤りが、それ以後の符号判定に影響を与える誤り伝搬が生じて、ブランチ合成が破綻するという問題もある。

【0008】図9に最尤系列推定器を利用した合成ダイバーシチ受信機のブロック図を示す。このダイバーシチ受信機では、MLE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)で生成された符号系列候補により、伝送路インパルス対応が推定され、TVE(Transversal Filter)によって推定受信信号が生成される。各ブランチで受信した実際の受信信号から各ブランチで推定した受信信号を差し引いた誤差の自乗値を評価関数にMLE処理と伝送路インパルス応答の推定を逐次的に行なう。しかしこのダイバーシチ受信機は、非常に大きな受信性能の向上が図れるが、MLE処理量が莫大となり、装置規模や消費電力が膨大になるという問題がある。

【0009】図11に簡便に実現できる遅延検波後合成ダイバーシチ受信機のブロック図を示す。このダイバーシチ受信機では、各アンテナで受信した受信信号に対して遅延検波を行ない、それぞれのアンテナに固有の伝送路特性の影響を除去した後に単純合成する手法である。しかしながら、受信信号に対する遅延検波処理は、遅延検波後の信号対雑音比と劣化させる働きがあり、受信特性の劣化につながる。また、無線伝送路が遅延分散を有するマルチパス伝送路の場合は、遅延波に対する処理を

全く行なっていないので、遅延波成分が干渉信号成分となって、受信特性を大きく劣化させるという問題がある。

【0010】図12に相関法によって推定した伝送路インパルス応答によって各アンテナで受信した受信信号の位相制御を行なう合成ダイバーシチ受信機のブロック図を示す。このダイバーシチ受信機では、図11の遅延検波後合成ダイバーシチ受信機のような信号対雑音比の劣化がないものの、無線伝送路に遅延分散を有するマルチパス伝送路の場合は、遅延波に対する処理を全く行なないので、遅延波成分が干渉成分となって、受信特性を大きく劣化させるという問題が生じる。

【0011】以上のように受信信号の波形整形技術や受信感度向上のためのダイバーシチ技術が考案されているが、様々な問題点から現実的で実用に耐え得るかどうか疑問が残る。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】以上に説明したように、受信感度が厳しく、かつ多重反射電波伝搬が存在する環境下では、最大比合成アンテナダイバーシチ受信機の使用は受信特性の改善にはならない。また、等化技術を組み合わせたその他の同相合成ダイバーシチ受信機は非常に有効であるものの、構成が容易ではないという問題が残っている。

【0013】本発明のアンテナダイバーシチ受信機では、このような点を鑑みて考案されたもので、特に低速移動の携帯移動通信端末を対象とするデジタル無線通信において、各ブランチで伝送路インパルス応答を推定しつつ、各ブランチで受信した受信信号から不必要的信号成分、すなわち遅延波成分を取り除いた後に受信信号の信号対雑音比が最大になるような重み付けを行ない、その結果を単純に合成するダイバーシチ方式を提案する。このような構成にすることで、最大比合成ダイバーシチ受信機で問題となった遅延波成分の影響を除去できる。また、従来の判定帰還型等化器を利用した合成ダイバーシチ受信機の問題であったFFFによる遅延波成分の不要な操作を回避でき、更に、従来の最尤系列推定器を利用した合成ダイバーシチ受信機よりも遙かに小さいハードウェアで実現できる。さらに、受信信号の信号対雑音比を最大にする最大比合成アンテナダイバーシチ受信機の利点を失わないようなダイバーシチ受信機が実現できる。

【0014】以上のように、本発明の目的は、携帯移動通信端末の性能を向上させずとも、受信感度が厳しく、かつ多重反射電波伝搬が存在する無線通信環境下で、良好な通信品質を実現できるアンテナダイバーシチ受信機を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段および作用】上記目的を達成するために、本発明のアンテナダイバーシチ受信機で

は、

(1) ディジタル変調された送信信号を受信し、その受信信号からディジタル信号系列を復調する受信機において、前記受信機は、同時に複数の受信信号を受信する複数のアンテナと、それぞれの前記アンテナに接続されている複数の受信部とを有し、それぞれの前記受信部は前記受信信号を用いて前記受信部に固有の伝送路インパルス応答を推定する手段と、推定した前記伝送路インパルス応答を用いて前記受信部で受信した前記受信信号の歪み除去と前記受信信号の信号対雑音比が最大になるような重み付けと前記複数の受信信号の位相制御を行なう手段を有し、前記受信部それぞれにおける前記信号受信部の歪み除去と前記受信信号の信号対雑音比が最大になるような重み付けと前記複数の受信信号の位相制御を行なう手段からの出力を単純加算する加算手段と、前記単純加算する加算手段からの出力を符号判定する符号判定手段と、を具備している。

【0016】(2) また、本発明のアンテナダイバーシチ受信機における複数の受信アンテナのそれぞれに接続されている受信部が有する伝送路インパルス応答推定手段では、予め受信機側で既知である信号系列が受信信号に含まれる場合は、前記既知信号系列に相当する受信信号を用いてタップ数Lのトランスバーサルフィルタ表現の伝送路インパルス応答の推定が行なわれ、また、前記既知信号系列が受信信号に含まれない場合も最尤系列推定方式に基づいて前記伝送路インパルス応答の推定が行なわれるような構成とすることで、既知信号系列の有無に左右されずに前記伝送路インパルス応答の推定が可能となり、本発明のアンテナダイバーシチ受信機の動作が保証される。

【0017】(3) さらに、本発明のアンテナダイバーシチ受信機における複数のアンテナのそれぞれに接続されている受信部が有する伝送路インパルス応答推定手段で推定されたタップ数Lのトランスバーサルフィルタ表現の伝送路インパルス応答のうち、L-1個のタップ利得は、本ダイバーシチ受信機を構成する一要素である符号判定手段における時刻k-1までの符号判定結果に対して使用し、残り1個のタップ利得は、時刻kの受信信号に対して使用することにする。

【0018】(4) また、本発明のアンテナダイバーシチ受信機における複数のアンテナのそれぞれに接続されている受信部が有する伝送路インパルス応答推定手段には、逐次的な演算手法を用いずに前記複数の受信部それぞれに固有の伝送路インパルス応答を推定する第1の伝送路インパルス応答推定手段と、逐次的な演算手段を用いて前記複数の受信部それぞれに固有の伝送路インパルス応答を推定する第2の伝送路インパルス応答推定手段を具備しており、第1の伝送路インパルス応答推定手段もしくは、第2の伝送路インパルス応答推定手段のどちらかを利用することで、前記複数の受信部それぞれに固

有の伝送路インパルス応答を推定する。また、前記第1の伝送路インパルス応答推定手段により推定された前記伝送路インパルス応答を、前記第2の伝送路インパルス応答推定手段の伝送路インパルス応答推定初期値として使用することも可能となる。

【0019】(5) 本発明のアンテナダイバーシチ受信機に具備される受信信号の歪み除去処理と受信信号の信号対雑音比を最大にする重み付け処理と複数の受信信号の位相制御を行なう手段は、本発明のアンテナダイバーシチ受信機が具備する複数の受信アンテナそれぞれに接続されている受信部が有する伝送路インパルス応答推定手段で推定されたタップ数Lのトランスバーサルフィルタ表現の伝送路インパルス応答のうちL-1個のタップ利得と本発明のアンテナダイバーシチ受信機が具備する符号判定手段における時刻k-1までの符号判定結果とを乗積する乗積手段と、本アンテナダイバーシチ受信機の複数のアンテナそれぞれで受信した時刻kの受信信号から前記乗積手段からの出力を差し引く減算手段と、前記減算手段からの出力の振幅と位相を制御するための利得を乗算する乗算手段から構成されることによって、前記複数のアンテナで受信した前記受信信号それぞれから不必要的信号成分の除去と信号対雑音比を最大にする重み付けと位相制御が実現できる。

【0020】(6) このアンテナダイバーシチ受信機において、ディジタル信号処理部となる部分、すなわち、複数の受信アンテナに接続されている複数の受信部それぞれに具備されている伝送路インパルス応答推定手段と、前記複数の受信アンテナとした複数の受信信号の歪み除去処理と前記受信信号の信号対雑音比を最大にする重み付け処理と前記受信信号の位相制御処理とを行なう手段とは、前記複数の受信アンテナ相当数を必要とせず、それら前記伝送路インパルス応答手段と前記受信信号の歪み除去処理と前記受信信号の信号対雑音比を最大にする重み付け処理と前記受信信号の位相制御処理とを行なう手段を時分割に利用することで、本発明のアンテナダイバーシチ受信機の構成を容易に、かつ最小限の信号処理部で構成することが可能となる。

【0021】

【実施例】図1は、本発明の請求項1を説明する図である。この図では受信アンテナから直接ディジタル信号処理部が接続されているように描かれているが、RF部やIF部などのアナログ信号処理部やAD変換器などを省略していることを予め述べておく。ディジタル変調された送信信号を受信し、その受信信号からディジタル信号系列を復調する受信機において、その受信機が有する複数の受信アンテナ10, 11, 12は、それぞれ異なる伝搬経路を到來した送信信号を受信する。第1の受信部16において、受信アンテナ10で受信した受信信号13が伝送路インパルス応答推定処理部19へ入力され、符号判定手段129の符号判定出力130もしく

は、予め受信機側で既知である符号系列を用いて伝送路インパルス応答118が算出される。算出された伝送路インパルス応答118は、歪み除去手段112と重み付けおよび位相制御手段115へ入力される。歪み除去手段112には、他にも受信信号13と符号判定出力が入力されており、推定した伝送路インパルス応答118と符号判定出力130を用いて受信信号13から歪み成分を除去する。歪み除去手段112で歪みを除去された受信信号121は、重み付けおよび位相制御手段115へ入力されて、受信信号の信号対雑音比が最大になるような重み付けと位相制御が行なわれる。重み付けおよび位相制御された受信信号124は加算手段127へ入力される。この一連の操作を各受信アンテナで行なう。図1では、受信アンテナ11ならびに受信アンテナ12で受信した受信信号14ならびに受信信号15に関して同様な処理を行ない、加算手段127への入力信号125ならびに126を生成する。各アンテナからの加算手段入力信号124, 125, 126は、加算手段にて全てを単純加算され、加算手段出力128となる。加算手段出力128は、符号判定手段129へ入力され符号判定結果130が出力される。この符号判定結果130を用いて、デジタル信号系列復調手段にて情報系列が復調される。

【0022】図2は、受信信号22に既知信号系列が含まれる場合の伝送路インパルス応答の推定方法と、受信信号22に既知信号系列が含まれない場合の伝送路インパルス応答の推定方法を説明する図である。TDMA通信方式は時間軸20に沿って、スロット23と呼ばれる時間軸20の一部を用いて通信を行なうもので、自分で割り当てられた時間、これをスロット時間21と呼ぶが、このスロット時間21だけ通信が行なわれる。そして、一般には自分のスロット23と他人のスロットとを区別するために、スロット23内には既知信号系列24が定期的に付加されている。受信信号に既知系列24が付加されている場合は、その既知信号系列が終了する時刻27, 28, 29に伝送路インパルス応答推定手段212で伝送路インパルス応答213を推定する。既知信号系列24が存在する場合は、既知信号系列に相当する受信信号210と、その既知信号系列が無歪みで受信された場合の信号系列211を用いることで、伝送路インパルス応答推定手段212で伝送路インパルス応答213が推定される。その推定伝送路インパルス応答23は、一般的にベクトルで表現され、伝送路における遅延分散量に応じてベクトルの要素、すなわちタップ利得214, 215, 216, 217の数が決定される。また、図2において、受信信号系列22に既知信号系列24が付加されない場合、スロット23は全て情報系列となるために、簡単に伝送路インパルス応答213が推定できない。その場合は、ブラインド推定処理となり、スロットの先頭と思われる時刻からある一定の時間が経

過した時刻27, 28, 29において、その時間内に送信されるであろう信号系列の全ての組み合わせを送信候補系列生成部218にて生成し、複数存在する送信候補系列219, 220, 221, 222を、適当に与えられた初期値の擬似伝送路応答223に次々と通し、その時間内に実際に受信した受信信号系列22と比較し、最も誤差が少なく一致する送信候補系列を選択することで、最尤系列候補が決定226される。そして、その最尤系列227を用いて伝送路インパルス応答推定手段228にて次第に真の伝送路インパルス応答213が得られる。

【0023】図3は、推定伝送路インパルス応答の使用方法を説明する一具体例である。複数存在する受信アンテナのうちの一つに関して説明を行なうこととする。受信アンテナ30で受信した受信信号のうち、既知信号系列に相当する受信信号31と、その既知信号系列の無歪み信号系列33を用いて伝送路インパルス応答推定手段34にて伝送路インパルス応答35が推定される。複数のタップ利得で表現された推定伝送路インパルス応答35のうち、現在の処理時刻に相当するタップ利得36以外のタップ利得37, 38, 39, 310は符号判定手段328にて一時刻前までに符号判定された結果329の重み付けに使用される。そして、その重み付けされた結果312, 313, 314, 315は単純加算器331にて加算され、加算結果316は減算器317により受信信号32から差し引かれる。そして減算器出力318は、伝送路インパルス応答推定手段34で推定した伝送路インパルス応答35のうち現時刻に相当するタップ利得36の複素共役をとった値と乗算器319で乗算される。この乗算結果320は、各アンテナで受信した受信信号に対して必ず存在し、それら全てを加算手段326で加算する。加算結果327は符号判定手段328へ入力され、その判定結果329は、再び次の時刻での処理に利用される。

【0024】図4は、伝送路インパルス応答を推定する際の適応アルゴリズム利用方法に関する一実施例である。一般に適応アルゴリズムには逐次的な演算手段と非逐次的な演算手段の2通りが存在する。その点を鑑みて、伝送路インパルス応答推定手段42には、逐次的な演算手法を行なう処理部分43と非逐次的な演算手法を行なう処理部分44が存在し、どちらかが利用される。伝送路インパルス応答推定手段42への入力は、受信信号系列40と符号判定器(図1の129)からの判定結果もしくは既知信号系列41であり、それらは逐次的な演算手法処理部43と非逐次的な演算手法処理部44にそれぞれ入力される。そして、各処理部43, 44で推定した伝送路インパルス応答418, 419は、スイッチ45を介して、伝送路インパルス応答推定手段42の推定結果46として出力される。また、逐次的な演算手法43と非逐次的な演算手法44の使用方法は4通りが

考えられる。受信信号系列4 7 のうち、既知信号系列4 1 0 が受信されている時間4 8 に対する適用方法と、情報信号系列4 1 1 が受信されている時間4 9 に対する適用方法である。方式 4 1 2 は時間4 8 の区間および時間4 9 の区間の両方で逐次的な演算手法により推定された伝送路インパルス応答4 1 8 を用いる。方式 4 1 3 は時間4 8 の区間で非逐次的な演算手法により推定された伝送路インパルス応答4 1 9 を用い、時間4 9 の区間では逐次的な演算手法により推定された伝送路インパルス応答4 1 8 を用いる。方式 4 1 4 は、時間4 8 の区間では逐次的な演算手法により推定された伝送路インパルス応答1 8 を用い、時間4 9 では適応的な伝送路インパルス応答の推定を行なわず、時間4 8 内で推定した伝送路インパルス応答を固定的に利用する。図中の×4 2 0 は適応的な伝送路インパルス応答の更新を行なわないことを意味したものである。方式 4 1 5 は時間4 8 区間では非逐次的な演算手法により推定された伝送路インパルス応答4 1 9 を用い、時間4 9 では適応的な伝送路インパルス応答の推定を行なわず、時間4 8 内で推定した伝送路インパルス応答を固定的に利用する。このように方式 4 1 4 や方式 4 1 5 のようにTDMAスロットの途中から適応的な伝送路インパルス応答の推定を行なわないような構成にすることは、低速移動体を対象とした移動体通信では有効な手段であり、受信機の実現を簡便にするものである。

【0025】図5は、図1で示した本発明のアンテナダイバーシチ受信機をより具体化した一実施例である。各受信アンテナそれぞれで受信した受信信号5 1 は、受信部5 0 と伝送路インパルス応答推定手段5 2 に入力される。伝送路インパルス応答推定手段5 2 へは、符号判定手段5 3 からの符号判定結果5 3 8 もしくは、既知信号系列が入力される。伝送路インパルス応答推定手段5 2 で推定した推定結果5 1 2 ~ 5 1 8 は、乗算器5 5 ~ 5 1 1 へ入力される。それら乗算器へは、符号判定手段5 3 からの判定結果5 3 8 を遅延素子5 4 5 ~ 5 5 1 によって遅延させられた過去に判定した判定結果5 3 9 ~ 5 4 3 も入力される。乗算器出力5 1 9 ~ 5 2 5 は、単純加算器5 2 6 へ入力され、全てが加えられた後、受信信号5 1 から減算器5 2 8 によって減算される。減算結果5 2 9 は、伝送路インパルス応答推定手段5 2 で推定された受信信号5 1 を受信した時刻に相当するタップ利得の複素共役値5 3 0 を乗算器5 3 1 にて乗算される。乗算結果5 3 2 は、加算器5 4 に入力され、他の複数の受信アンテナから得られた乗算結果5 3 2 と同様の結果と加算され、その加算結果5 3 7 は符号判定器5 3 へ入力されて符号判定が行なわれる。TDMAスロット5 5 4 のうち、既知信号系列5 5 5 の継続時間5 5 2 内に伝送路インパルス応答推定5 5 7 を行ない、その後の情報信号系列5 5 6 を受信する時間5 5 3 では伝送路インパルス応答を行なわず、伝送路インパルス応答推定処理5 5

7 で得られた結果をその区間5 5 3 で有効な伝送路インパルス応答5 5 8 として用いる。

【0026】図6は、本提案のアンテナダイバーシチ受信機においてデジタル信号処理部を1つだけ持ち、各アンテナからの受信信号を時分割に切り替て利用する場合の一実施例である。複数の受信アンテナ6 0 ~ 6 3 で受信された受信信号のうち、スイッチ6 4 によって選択された受信信号6 6 が、受信部6 5 に入力される。受信部6 5 はM本ある受信アンテナに対して、唯一存在する。選択された受信信号6 6 は、伝送路インパルス応答推定手段6 7 および受信信号歪み除去手段6 2 1 に入力される。伝送路インパルス応答推定手段6 7 で推定された推定伝送路インパルス応答6 8 は、伝送路インパルス応答記憶部6 9 へ送られる。伝送路インパルス応答記憶部6 9 には、スイッチ6 4 で選択された受信アンテナに固有の記憶領域6 1 0 ~ 6 1 3 1 が存在し、選択した受信アンテナと一致する記憶領域6 1 0 ~ 6 1 3 に推定伝送路インパルス応答6 8 が記憶される。また、伝送路インパルス応答記憶部6 9 からは、スイッチ6 2 0 によって選択された受信アンテナと一致する記憶領域6 1 0 ~ 6 1 3 から記憶されている伝送路インパルス応答6 1 9 が読み出され、受信信号歪み除去手段6 2 1 と重み付けおよび位相制御手段6 2 2 へ供給される。歪み除去手段6 2 1 では、選択された受信アンテナ6 0 ~ 6 3 で受信した受信信号6 6 から歪みを除去した信号6 2 3 を重み付けおよび位相制御手段6 2 2 へ入力する。重み付けおよび位相制御手段6 2 2 では、受信信号の信号対雑音比が最大になるような重み付けと受信信号の位相制御を行ない、累積加算器6 2 5 の入力となる信号6 2 4 を出力する。累積加算器6 2 5 では、各受信アンテナ6 0 ~ 6 3 で受信した信号に対して歪み除去および重み付け位相制御を行なった後の信号全てを加算する役目を持っている。累積加算器出力6 2 6 は、符号判定手段6 2 7 へ送られ、符号判定が行なわれる。符号判定結果6 2 8 はデジタル信号系列復調部6 2 9 で送信情報として復調される。また、伝送路インパルス応答記憶部とを結ぶ信号線6 8 が双方向になつてゐる理由は、本提案アンテナダイバーシチ受信機において、伝送路インパルス応答の推定を逐次的に追尾させる場合を配慮したものである。すなわち、一旦格納されている伝送路インパルス応答を再び伝送路インパルス応答推定手段へ読み込んで更新させて再度記憶領域に書き込む操作を行なうのである。

【0027】図7は、従来の最大比合成ダイバーシチ受信機のブロック図である。複数の受信アンテナ7 1 ~ 7 3 で受信した受信信号7 4 ~ 7 6 は、それぞれの受信信号の振幅と位相を制御する重み付け利得7 1 0 ~ 7 1 2 と乗算され、その結果7 1 3 ~ 7 1 5 は単純に加算器7 1 6 で加算される。加算結果7 1 7 は符号判定器7 1 8 へ入力され、符号判定が行なわれる。符号判定結果7 1

9と、符号判定器入力717との誤差は減算器720によって得られ、誤差721を基準にして適応的に利得723が求められる。そして、利得723は、次の時刻の各受信アンテナ71～73で受信した受信信号74～76の振幅と位相の制御を行なう利得710～712となる。

【0028】図8は、判定帰還型等化器を利用した一般的なダイバーシチ受信機を説明する図である。複数の受信アンテナ80～82で受信した受信信号83～85は、前方フィルタ(FFF)86～88へ入力され、タップ利得89～811との積和演算が行なわれる。FFFによる積和演算は、伝送路の遅延分散特性の影響により時間軸上に散らばった所望の信号成分の回収を目的に行なわれる。伝送路の遅延分散の影響を補正された受信信号812～814は、加算器815で単純加算される。加算器出力816には、遅延波成分が残留しているので、その影響を取り除くべく遅延波成分除去のために後方フィルタ819からの除去信号成分817が加算器818に供給される。加算器818では、加算器815からの信号816から不要成分817が除去されて符号判定器820の入力信号822となる。符号判定器820で判定された判定結果821は後方フィルタ819と誤差信号を生成する減算器823へ供給される。後方フィルタ819へ供給された符号判定結果821は、次の時刻に受信された受信信号から不要信号成分を取り除くために利用される。また、減算器823では、符号判定器820の入力信号822と符号判定器820での符号判定結果821との誤差信号824が生成され、それをもとに各受信アンテナ80～82に接続されている前方フィルタ86～88のタップ利得89～811と後方フィルタ819のタップ利得827の適応制御をタップ利得適応制御手段を行なう。また、後方フィルタ819では、符号判定器820での判定結果821とタップ利得827との積和演算が行なわれ、除去すべき信号成分817が生成される。

【0029】図9は、最尤系列推定器(MLSE:Maximum Likelihood Sequence Estimator)を利用して従来の合成ダイバーシチ受信機の一例を説明する図である。複数の受信アンテナ90～92で受信した受信信号93～95は、MLSE処理929で推定された推定送信信号系列930とタップ利得適応制御手段932によって制御された推定伝送路インパルス応答915～917とによって、トランスマルチパスフィルタ912～914で推定受信信号99～911が生成される。生成された推定受信信号99～911は、減算器96～98へ入力され、受信信号93～95との誤差信号918～920が生成される。生成された誤差信号918～920は、それぞれ自乗演算手段921～923へ供給される。乗算演算手段921～923の出力924～926は加算器927へ入力されて全てが加算される。加算結果928はML

SE処理部929へ送られ、送信信号系列の推定に利用される。また、MLSE処理部929内で送信信号系列の選定に利用されるプランチメトリック931はタップ利得適応制御手段932へ入力され、次の時刻の各トランスマルチパスフィルタ912～914のタップ利得915～917が求められる。また、MLSEにより決定された推定送信候補系列は、復号されて情報系列934として出力される。

【0030】図10は、図1に示した本発明を詳細に説明する図の一例である。図7～図9と同じ要素で描かれているので、比較評価しやすく違いが把握しやすくなっている。複数の受信アンテナ101～103で受信した受信信号104～106には、伝送路で受けたマルチパス伝搬歪みの影響があるので、そのマルチパス伝搬歪みに相当する信号成分107～109を減算器1010～1012で差し引く。マルチパス伝搬歪みの影響を除去された受信信号1019～1021は、信号対雑音比が最大になるような重み付けと位相制御を行なうために乗算器1022～1024へ入力される。乗算器では、利得1025～1027と受信信号1019～1021との乗算が行なわれ、その出力1028～1030が加算器1031へ送られる。加算器1031の出力1032は符号判定器1033および誤差信号1035を生成するための減算器1038へ供給される。符号判定器1033で符号判定された結果1034は誤差信号1035を生成するための減算器1038へ供給され、符号判定器1033の入力信号1032との誤差1035が求められる。誤差信号1035はタップ利得適応制御手段1036へ供給され、次の時刻のタップ利得1037が求められる。また、符号判定器1033の出力1034は、後方フィルタ1013～1015へ送られ、受信信号104～106に含まれるマルチパス歪み成分を除去するための信号成分107～109が生成される。このように本発明のアンテナダイバーシチ受信機は、従来の波形等化技術を用いたアンテナダイバーシチ受信機(図7～図9)とは大きく構成が異なっている。この一連の受信信号処理手順を数式化する。時刻kにおいて第i番目の受信アンテナで受信した受信信号 $r_{k,i}$ 104～106に対して考察すると、図10の加算器1031の入力信号 $r_{k,i} 1028 \sim 1030$ は、

$$r'_{k,i} = h^*_{o,i} \{ r_{k,i} - h_{i,t} x(k-1) \}$$
となる。ただし、
 $h_{o,i}$: 推定伝送路インパルス応答の直接波成分である。
 $h_{i,t}$: 推定伝送路インパルス応答から $h_{o,i}$ を除いた成分で構成される推定伝送路インパルス応答ベクトルである。
 $x(k-1)$: 時刻k-1までに符号判定器1033で

判定された結果で構成される判定結果ベクトルである。
 $x_{(k-1)} = [x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-L+1}]^t$
※ x_j は時刻 j において符号判定器 1033 で判定された結果 1034 である。

(*) : 複素共役の意味である。

(t) : 転置の意味である。

である。

【0031】そして、各受信アンテナで受信した受信信号それぞれに対して $r'_{k,i}$ が得られ、加算器 1031 によって単純加算が行なわれる。

【0032】図 11 は、遅延検波後合成ダイバーシチ受信機を説明するブロック図である。遅延検波後合成ダイバーシチ受信機は構成が非常に簡便であり、最も実現し易い合成ダイバーシチ受信機方式である。複数の受信アンテナ 1101～1103 で受信した受信信号 1104～1106 は、それぞれのアンテナに接続されている遅延検波器（差動復号器）1129～1131 で遅延検波（差動復号）される。具体的には、受信信号 1104～1106 が乗算器 1119～1121 と遅延素子 1107～1109 へ供給される。遅延素子出力 1110～1112 は複素共役素子 1113～1115 にて複素共役信号 1116～1118 となり、乗算器 1119～1121 へ入力される。受信信号 1104～1106 と複素共役信号 1116～1118 の乗算結果 1122～1124 は、加算器 1125 にて全てが加算され、加算結果 1126 が符号判定器 1127 へ供給される。符号判定器 1127 での符号判定結果 1128 が復調信号系列となる。

【0033】図 12 は、相関演算手段により伝送路インパルス応答を推定し、その結果から同相合成ダイバーシチ受信機を行なう従来のアンテナダイバーシチ受信機の構成を示した指令である。複数の受信アンテナ 1200～1202 で受信した受信信号 1203～1205 は、乗算器 1210～1212 および相関演算手段 1206～1208 へ供給される。相関演算手段 1206～1208 の出力 1220～1222 は、乗算器 1210～1212 に入力され、受信信号 1203～1205 と乗算される。乗算結果 1213～1215 は、加算器 1216 で全てが加算される。加算結果 1217 は符号判定器 1218 で符号判定が行なわれ、符号判定結果 1219 が出力される。また、相関演算手段 1206～1208 で行なわれる相関演算に必要な相関系列 1209 は、相関系列発生手段 1223 から供給される。

【0034】図 13 は、本発明の 4 ブランチアンテナダイバーシチ受信機の効果を説明するための符号誤り率特性を示したものである。図の縦軸は符号誤り率 (BER) 1300 を示し、図の横軸は無線伝搬路でのマルチパス遅延量 (τ/T) 1301 を示している。図中の△印 1302 は図 11 に示した構成が簡便で実現しやすい同相合成ダイバーシチ受信機である遅延検波後合成ダイバーシチ受信機の特性を示し、×印 1303 は本発明のアンテナダイバーシチ受信機の特性を示している。図には、評価パラメータとして $E_b/N_0 = 5.0$ (dB) のときの特性曲線 1304 と、 $E_b/N_0 = 10.0$ (dB) のときの特性曲線 1305 と、 $E_b/N_0 = 15.0$ (dB) のときの特性曲線 1306 が描かれている。この図より、本提案方式のアンテナダイバーシチ受信機が全てのマルチパス伝搬環境において、良好な符号誤り率が実現できていることが理解できる。

10 【0035】図 14 は、本発明の 2 ブランチアンテナダイバーシチ受信機の効果を説明するための符号誤り率特性を示したものである。図の縦軸は符号誤り率 (BER) 1400 を示し、図の横軸は無線伝搬路でのマルチパス遅延量 (τ/T) 1401 を示している。図中の△印 1402 は図 11 に示した構成が簡便で実現しやすい同相合成ダイバーシチ受信機である遅延検波後合成ダイバーシチ受信機の特性を示し、×印 1403 は本発明のアンテナダイバーシチ受信機の特性を示している。図には、評価パラメータとして $E_b/N_0 = 5.0$ (dB) のときの特性曲線 1404 と、 $E_b/N_0 = 10.0$ (dB) のときの特性曲線 1405 と、 $E_b/N_0 = 15.0$ (dB) のときの特性曲線 1406 と、 $E_b/N_0 = 20.0$ (dB) のときの特性曲線 1406 が描かれている。この図より、本提案方式のアンテナダイバーシチ受信機が全てのマルチパス伝搬環境において、良好な符号誤り率が実現できていることが理解できる。

【0036】

【発明の効果】以上詳述したように、本発明のアンテナダイバーシチ受信機によれば、受信信号が移動体通信の伝搬環境に特有でかつ頻繁に生じるマルチパス伝搬歪みによる影響の除去と受信利得の向上が同時に図ることができる。これは、従来のような遅延検波後合成ダイバーシチ受信機や相関演算に基づく合成ダイバーシチ受信機では遅延到来信号成分を雑音として取り扱っていたために大きく受信特性が劣化していたが、本発明は、遅延到来信号成分を有効に利用することによって受信特性が大きく改善するのである。また、マルチパス伝搬歪みの影響を加味した従来の判定帰還型等化器を用いたダイバーシチ受信機や最尤系列推定器を用いたダイバーシチ受信機では、構成が複雑になる点が問題であったが、これらよりも簡便な構成で実現でき、特に低速移動体との無線通信には大変有効である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本提案方式のアンテナダイバーシチ受信機の構成概要を説明するブロック図。

【図 2】受信信号に既知信号系列が含まれる場合の伝送路インパルス応答推定方法と、受信信号に既知信号系列が含まれない場合の伝送路インパルス応答推定方法を説明する図。

50 【図 3】推定伝送路インパルス応答の使用方法を具体的

に示した一例の図。

【図4】伝送路インパルス応答を推定する際の適応アルゴリズムの利用方法に関する一実施例を示した図。

【図5】図1で示した本提案のアンテナダイバーシチ受信機をより具体化した一実施例を示す図。

【図6】図1で示した本提案アンテナダイバーシチ受信機において、ディジタル信号処理部を1つにして時分割で利用する場合の一実施例を示した図。

【図7】最大比合成ダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図。

【図8】判定帰還型等化器を利用したアンテナダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図。

【図9】最尤系列推定器を利用したアンテナダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図。

【図10】図1で示した本提案のアンテナダイバーシチ受信機のブロック図および信号処理方法を具体的に示した図。

【図11】従来の遅延検波後合成ダイバーシチ受信機の構成を示すブロック図。

【図12】従来の相関演算手段により伝送路インパルス応答を推定し、その結果から同相合成ダイバーシチを行なうアンテナダイバーシチ受信機の構成を示した図。

【図13】図1に示した本発明を利用した4プランチアンテナダイバーシチ受信機の効果を示す符号誤り率特性の図。

【図14】図1に示した本発明を利用した2プランチアンテナダイバーシチ受信機の効果を示す符号誤り率特性の図。

10 【符号の説明】

10, 11, 12 受信部（アンテナ）

16, 17, 18 受信手段（受信部）

19, 110, 111 推定部（伝送路インパルス応答推定手段）

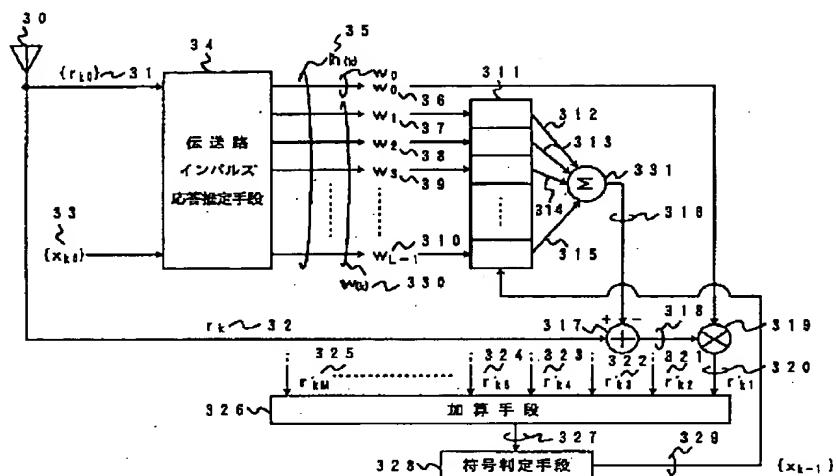
112, 113, 114 信号処理部（歪除去手段）

127 合成手段（加算手段）

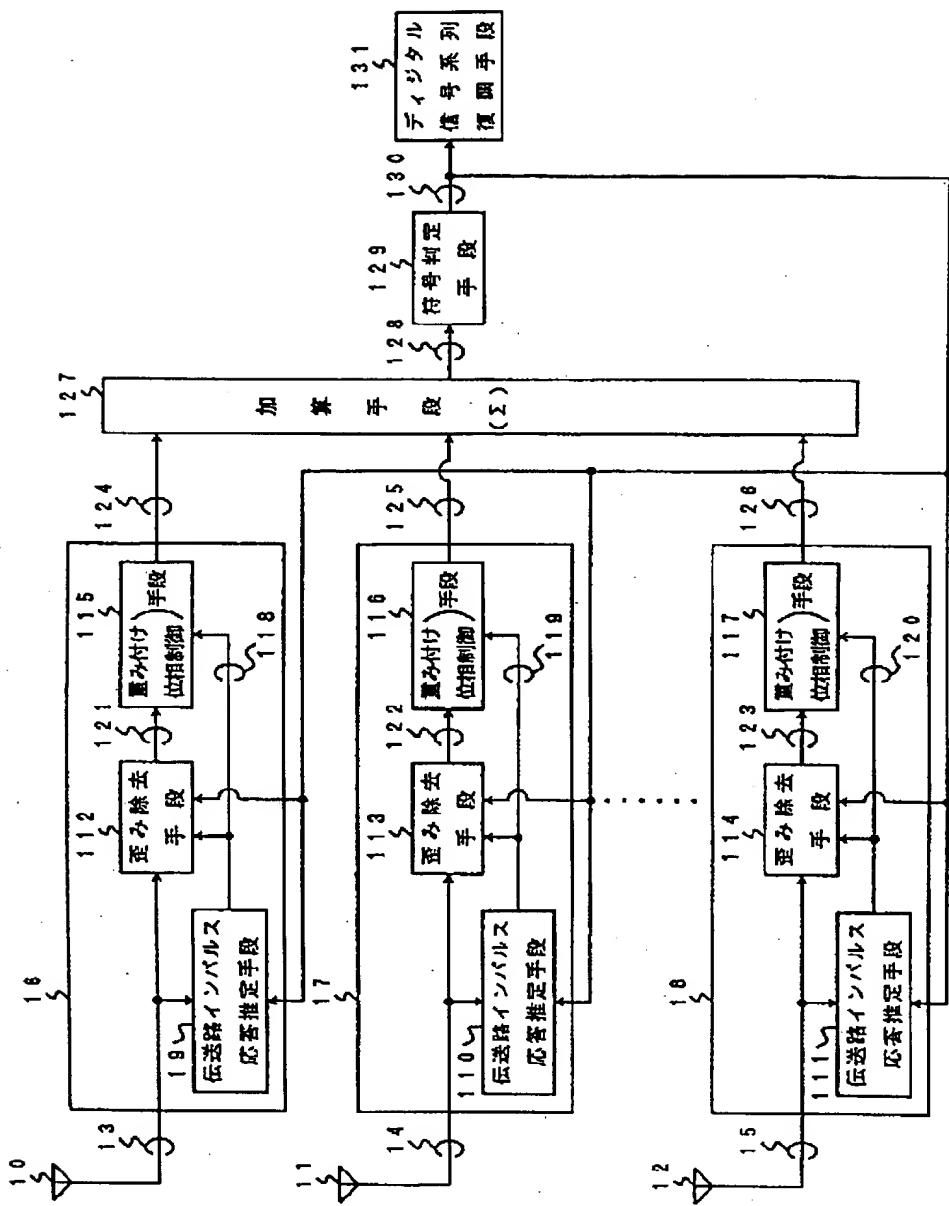
129 符号判定手段

131 復調手段（ディジタル信号系列復調手段）

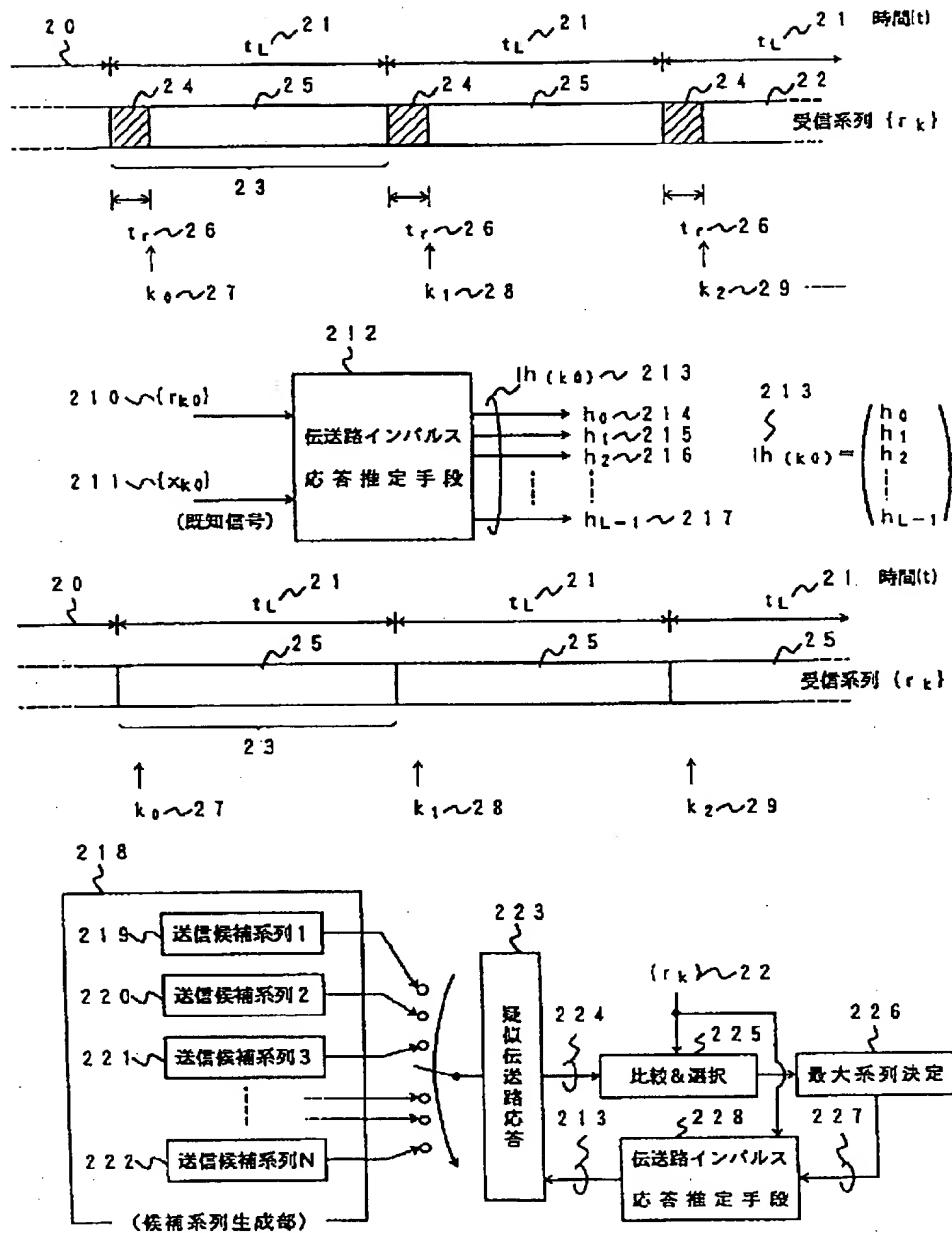
【図3】



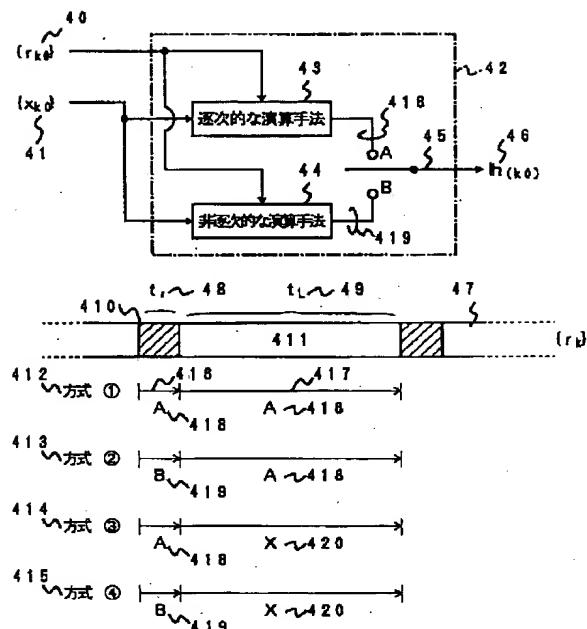
【図1】



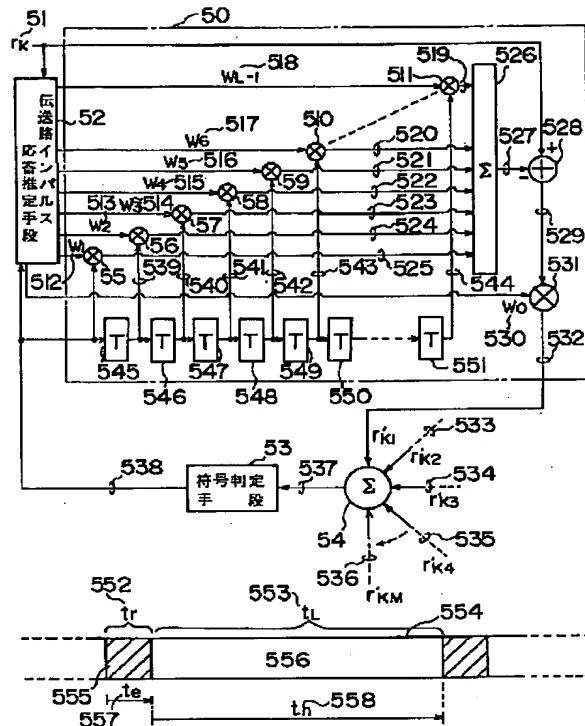
【図2】



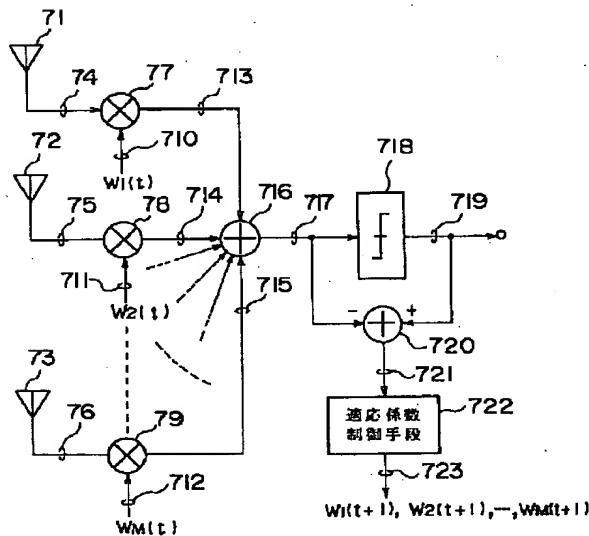
【图4】



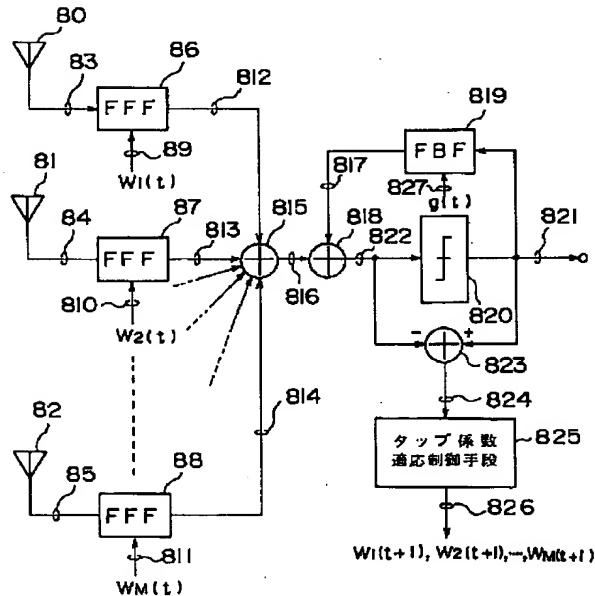
【図5】



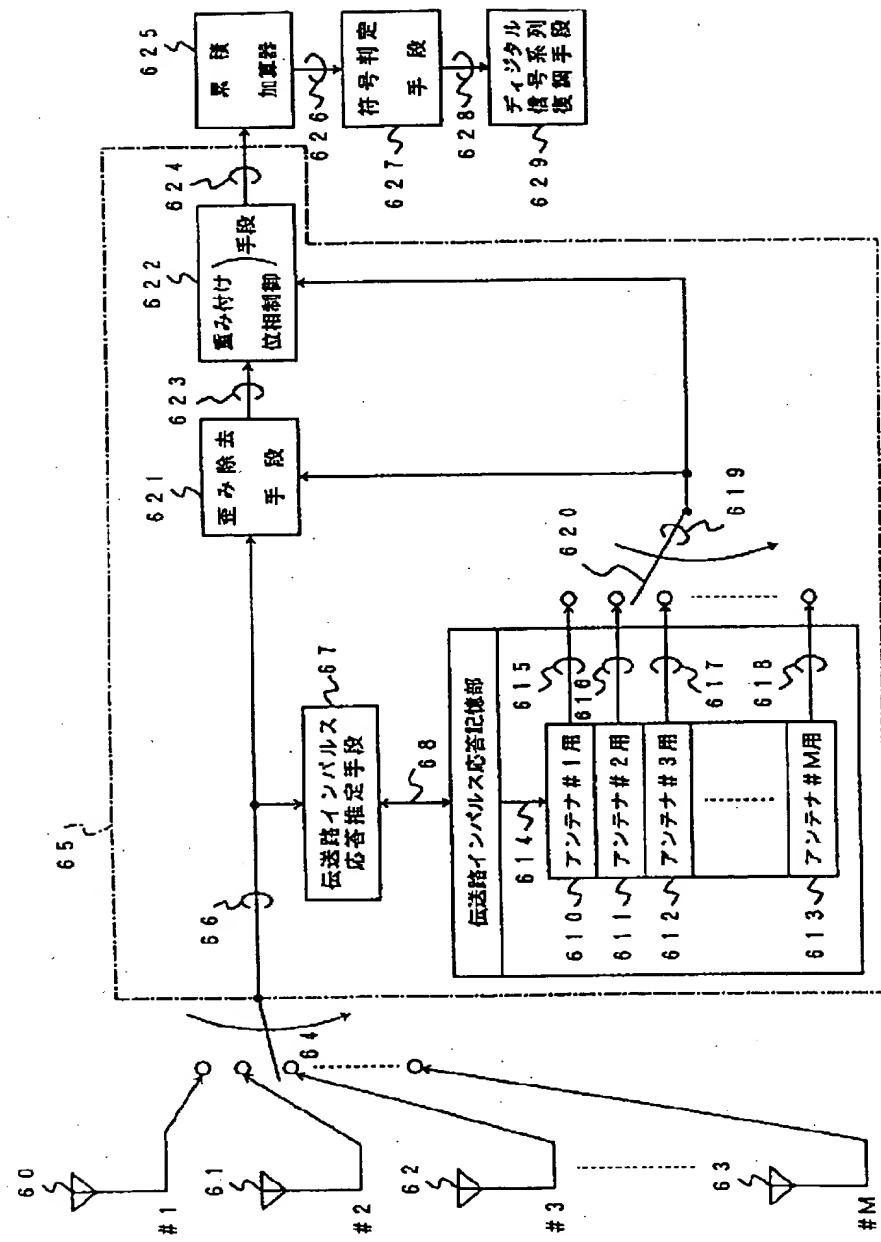
【図 7】



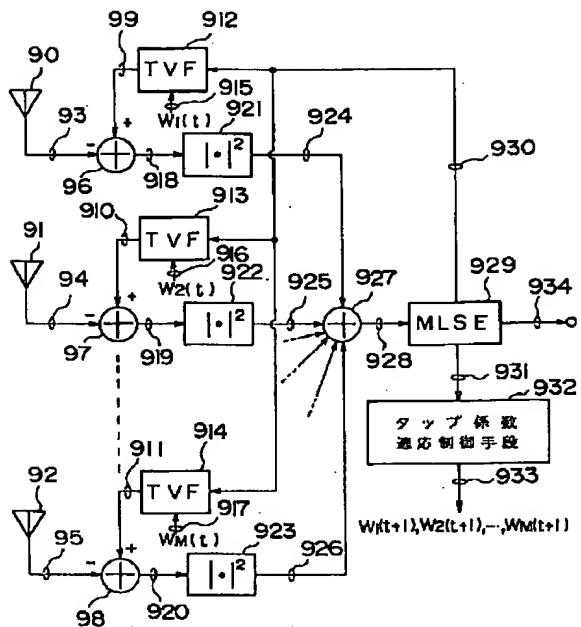
【図8】



【図6】

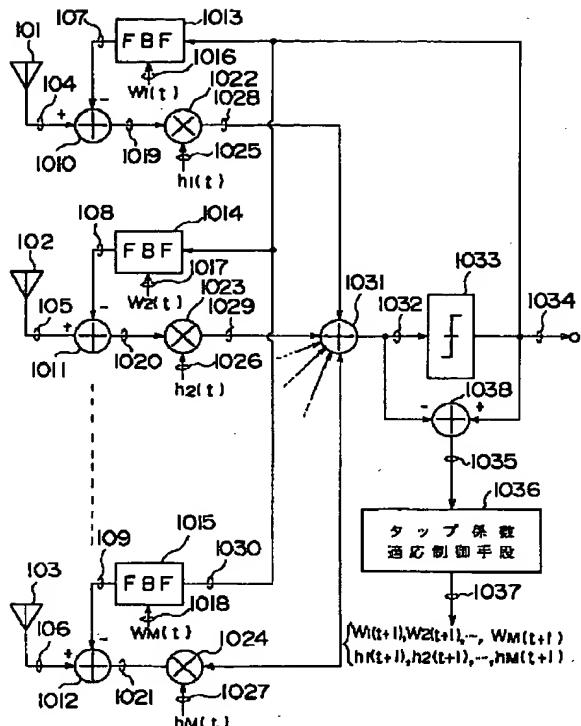


【図9】

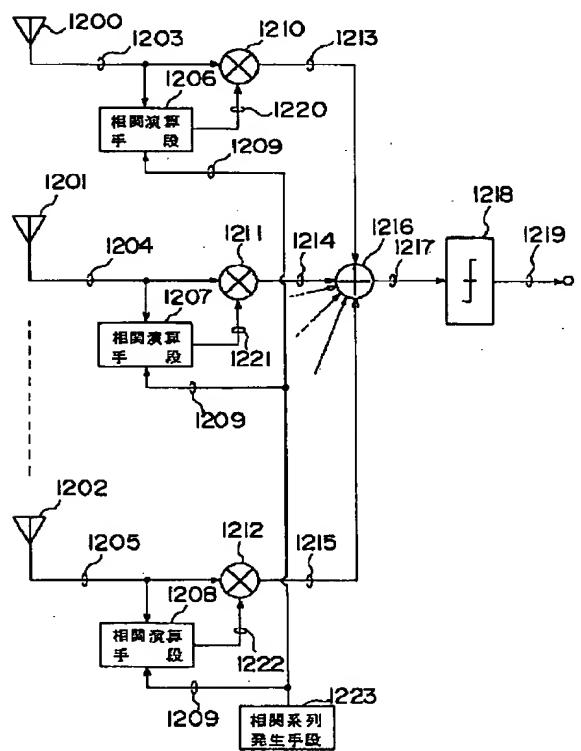
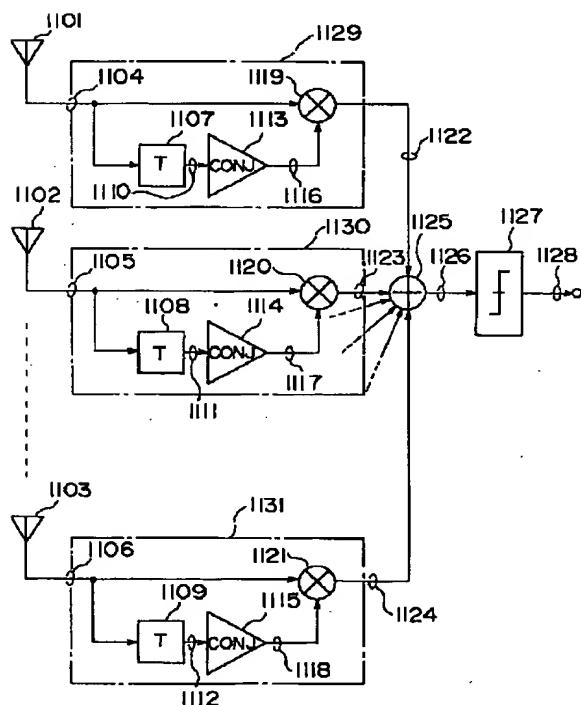


【図11】

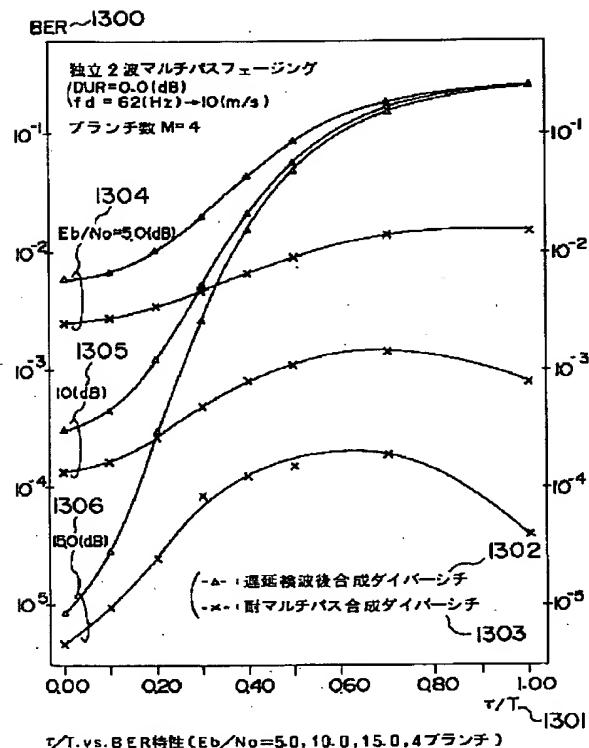
【図10】



【図12】



【図13】



【図14】

